

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2004-120853

(43)Date of publication of application : 15.04.2004

(51)Int.Cl.

H02M 7/5387

H02M 7/48

H02P 6/08

H02P 7/63

(21)Application number : 2002-278693

(71)Applicant : TOYOTA CENTRAL RES & DEV LAB
INC
TOYOTA MOTOR CORP

(22)Date of filing : 25.09.2002

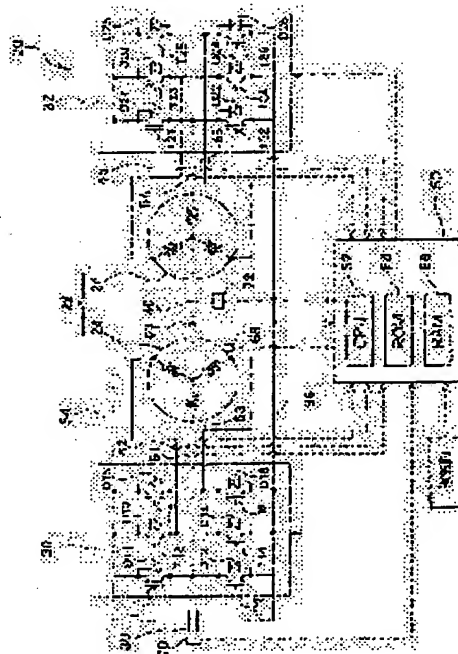
(72)Inventor : OTANI HIROKI
NAKAI HIDEO
MORIYA KAZUNARI
OTANI HIROKO
INAGUMA YUKIO
SHIYAMOTO SUMIKAZU
SATO EIJI

(54) POWER OUTPUT EQUIPMENT

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To enhance the upper limit of the output torque from a motor without affecting the voltage of a capacitor as a drive power source.

SOLUTION: A DC power source 40 is connected between the neutral points of the three-phase coils 24 and 26 of two Y connections without discrepancy of winding angle which are supplied severally with three-phase AC power from two inverter circuits 30 and 32 sharing a positive electrode bus 34 and a negative electrode bus 36, and also a capacitor 38 is connected between the positive electrode bus 34 and the negative electrode bus 36. The supply of the three-phase AC power is performed by the PWM control by the comparison between modulated waves, where tertiary harmonics having the same amplitude and frequency mutually in the same phase are superposed each on the three-phase modulated waves having the same amplitude and frequency mutually in the same phase, and triangular waves. Consequently, it is possible to enhance the upper limit of the output torque from a motor by reducing the amplitude maximum value of the modulated waves without oscillating the potential difference between the neutral points, that is, the voltage of the capacitor.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

02.05.2005

[Date of sending the examiner's decision of

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開2004-120853

(P2004-120853A)

(43) 公開日 平成16年4月15日 (2004.4.15)

(51) Int. Cl.⁷

H02M 7/5387

H02M 7/48

H02P 6/08

H02P 7/63

F I

H02M 7/5387

H02M 7/48

H02P 7/63 302C

H02P 7/63 302D

H02P 7/63 302K

テーマコード (参考)

5H007

5H560

5H576

審査請求 未請求 請求項の数 10 O L (全 17 頁) 最終頁に続く

(21) 出願番号 特願2002-278693 (P2002-278693)
 (22) 出願日 平成14年9月25日 (2002.9.25)

(71) 出願人 000003609
 株式会社豊田中央研究所
 愛知県愛知郡長久手町大字長湫字横道4-1
 番地の1
 (71) 出願人 000003207
 トヨタ自動車株式会社
 愛知県豊田市トヨタ町1番地
 (74) 代理人 100075258
 弁理士 吉田 研二
 (74) 代理人 100096976
 弁理士 石田 純
 (72) 発明者 大谷 裕樹
 愛知県愛知郡長久手町大字長湫字横道4-1
 番地の1 株式会社豊田中央研究所内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 動力出力装置

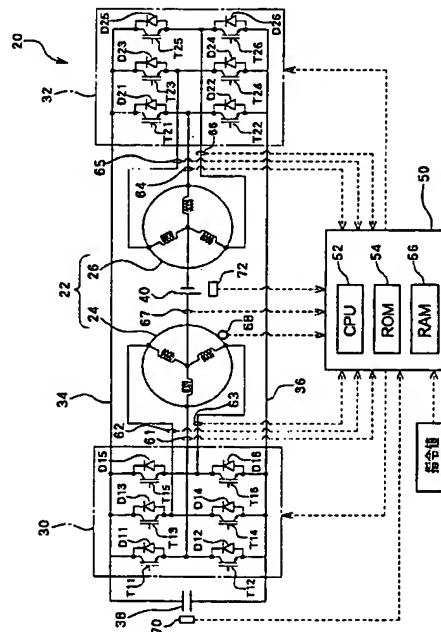
(57) 【要約】

【課題】 駆動電源としてのコンデンサの電圧に影響を与えることなく、電動機からの出力トルクの上限を向上させる。

【解決手段】 正極母線34と負極母線36とを共用する二つのインバータ回路30、32から各々三相交流電力が供給される巻線角度のずれのない二つのY結線の三相コイル24、26の中性点間に直流電源40を接続すると共に、正極母線34と負極母線36との間にコンデンサ38を接続する。三相交流電力の供給は、互いに同一の位相でかつ同一の振幅および周波数をもつ三相変調波に互いに同一の位相でかつ同一の振幅および周波数をもつ3次高調波を各々重畳させた変調波と三角波との比較によるPWM制御により行なう。これにより、中性点間の電位差を振動、即ちコンデンサの電圧を振動させることなく、変調波の振幅最大値を減少させて電動機からの出力トルクの上限を向上させることができる。

【選択図】

図1



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

互いに同一の位相をもつ二つの星形結線コイルと、
正極母線と負極母線とを共用して構成され、スイッチング素子のスイッチングにより対応する前記二つの星形結線コイルに多相交流電力を供給可能な二つのインバータ回路と、
前記正極母線と前記負極母線とに接続された第 1 の電源と、
前記二つの星形結線コイルの中性点間に接続された第 2 の電源と、
搬送波と変調波とを用いて前記二つのインバータ回路のスイッチング素子のスイッチングにより、対応する二つの星形結線コイルに同相の電流を印加して各々同一の動力を出力する際に、該動力の出力を確保した上で前記二つのインバータ回路に対応する各々の変調波の振幅最大値を一律に減少させて該二つのインバータ回路のスイッチング素子をスイッチング制御する制御手段と
を備える動力出力装置。

10

【請求項 2】

請求項 1 記載の動力出力装置であって、
前記第 1 の電源は、充放電可能な蓄電手段である動力出力装置。

【請求項 3】

請求項 1 または 2 記載の動力出力装置であって、
前記制御手段は、前記各々の変調波に 3 次高調波を重畳させることにより前記振幅最大値を一律に減少させる手段である動力出力装置。

20

【請求項 4】

請求項 1 または 2 記載の動力出力装置であって、
前記制御手段は、前記第 2 の電源の正側が中性点に接続される星形結線コイルへの各相変調波における最大値から、前記第 1 の電源の電圧を減算して得た、前記第 2 の電源の正側電圧を中心とする補正波を前記各々の変調波に重畳し、変調波の最大電圧を前記第 1 電源の電圧に一致するようにして前記振幅最大値を一律に減少させる手段である動力出力装置。

【請求項 5】

請求項 1 または 2 記載の動力出力装置であって、
前記制御手段は、前記第 2 の電源の負側が中性点に接続される星形結線コイルへの各相変調波における最小値から、前記第 1 の電源の電圧を減算して得た、前記第 2 の電源の負側電圧を中心とする補正波を前記各々の変調波に重畳し、変調波の最小電圧を前記第 1 電源の負側電圧に一致するようにして前記振幅最大値を一律に減少させる手段である動力出力装置。

30

【請求項 6】

請求項 1 ないし 5 いずれか 1 つに記載の動力出力装置であって、
前記二つの星形結線コイルは、一つのロータに対応して設けられ、1 つの電動機を構成する動力出力装置。

【請求項 7】

互いに同一の位相をもつ二つの星形結線コイルと、正極母線と負極母線とを共用して前記二つの星形結線コイルの各々に多相交流電力を供給可能な二つのインバータ回路と、前記正極母線と前記負極母線とに接続された第 1 の電源と、前記二つの星形結線コイルの中性点間に接続された第 2 の電源と、対応する二つの星形結線コイルに同相の電流を印加して各々同一の動力が出力されるよう前記二つのインバータ回路のスイッチング素子をスイッチング制御する制御手段とを備える動力出力装置であって、
一方の星形結線コイルの各相と他方の星形結線コイルの各相のうち同相の二つのコイルに共用して取り付けられ、該二つのコイルを流れる各電流の加算電流を検出する加算電流検出手段と、
前記制御手段の制御に用いられ、前記加算電流検出手段により検出された加算電流から前記二つの星形結線コイルの各相を流れる相電流を算出する相電流算出手段と

40

50

を備える動力出力装置。

【請求項 8】

請求項 7 記載の動力出力装置であって、

前記中性点間を流れる電流を検出する中性点間電流検出手段と、

前記相電流算出手段は、前記加算電流検出手段により検出された加算電流と、前記中性点間電流検出手段により検出された中性点間電流とに基づいて前記各相電流を算出する手段である動力出力装置。

【請求項 9】

請求項 8 記載の動力出力装置であって、

前記相電流算出手段は、前記加算電流検出手段により検出された加算電流を $1/2$ 倍した値と、前記中性点間電流検出手段により検出された中性点間電流を前記星形結線コイルの相数で除した値とに基づいて前記各相電流を算出する手段である動力出力装置。

【請求項 10】

請求項 7 ないし 9 いずれか 1 つに記載の動力出力装置であって、

前記二つの星形結線コイルは、一つのロータに対応して設けられ、1 つの電動機を構成する動力出力装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、動力出力装置に関する。

【0002】

【従来の技術】

従来、電動機に三相交流を印加するインバータ回路の正極母線と負極母線とに接続されたコンデンサとインバータ回路の正極母線または負極母線と電動機の中性点とに接続された直流電源とを備える動力出力装置が提案されている（例えば、特開平 10-337047 号公報（特許文献 1）や特開平 11-178114 号公報（特許文献 2）など）。この装置では、電動機の各相のコイルとインバータ回路のスイッチング素子からなる回路を直流電源の電圧を昇圧してコンデンサに蓄えると共に蓄電されたコンデンサを直流電源とみなして電動機を駆動する。コンデンサの蓄電電圧の調節は、電動機に印加する三相交流の直流成分を制御、即ち電動機の中性点の電位を制御することにより行なわれる。

【0003】

ところで、直流電源の電圧の利用効率を向上させて電動機の出力を向上させる動力出力装置としては、PWM（パルス幅変調）制御における三相電圧指令（変調波）に 3 次高調波を重畳させたものと搬送波である三角波との比較に基づく三相交流を電動機に印加するものが提案されている（例えば、特開平 10-210756 号公報（特許文献 3）など）。3 次高調波を変調波に重畳させると、電動機の出力を低下させることなく変調波の振幅を減少させることができるから、その減少分変調波の振幅を大きくとることができ、その結果として電動機の最大出力を向上させることができる。

【0004】

【特許文献 1】

特開平 10-337047 号公報

【特許文献 2】

特開平 11-178114 号公報

【特許文献 3】

特開平 10-210756 号公報

【0005】

【発明が解決しようとする課題】

しかしながら、コンデンサの蓄電電圧を用いて電動機を駆動する場合に、3 次高調波を重畳させると、PWM 変調により生成される三相交流の直流成分（電動機の中性点の電位）は振動する場合もあるから、コンデンサの蓄電電圧を目標電圧に保持できず振動させてし

10

20

30

40

50

まう。この結果、コンデンサの蓄電電圧を用いて駆動する電動機にトルクリップルが生じてしまう。

【0006】

また、電動機の駆動は、三相コイルの各相に取り付けられた電流センサによる検出結果を用いてインバータ回路のスイッチング素子のスイッチング制御により行なうことができる。しかしながら、このとき三相コイルの各相のうちの少なくとも2つに電流センサを取り付けねばならず、こうした三相コイルを複数備える場合には多くの電流センサが必要となり装置が高コスト化してしまう。このため、動力出力装置に設けられる電流センサをできるだけ削減して低コスト化を図ることが好ましい。

【0007】

本発明の動力出力装置は、こうした課題を解決し、要求される動力の出力を確保した上で第1の電源をより効率よく利用してより高い動力を出力できるようにすることを目的の一つとする。また、本発明の動力出力装置は、充放電可能な蓄電手段としての第1の電源の電圧に影響を与えることなく第1の電源をより効率よく利用してより高い動力を出力できるようにすることを目的の一つとする。

【0008】

また、本発明の動力出力装置は、インバータ回路のスイッチング制御に用いられる電流検出手段の数を削減して装置の低コスト化を実現することを目的の一つとする。

【0009】

【課題を解決するための手段およびその作用・効果】

本発明の動力出力装置は、上述の目的の少なくとも一部を達成するために以下の手段を採った。

【0010】

本発明の第1の動力出力装置は、

互いに同一の位相をもつ二つの星形結線コイルと、

正極母線と負極母線とを共用して構成され、スイッチング素子のスイッチングにより対応する該二つの星形結線コイルに多相交流電力を供給可能な二つのインバータ回路と、

前記正極母線と前記負極母線とに接続された第1の電源と、

前記二つの星形結線コイルの中性点間に接続された第2の電源と、

搬送波と変調波とを用いて前記二つのインバータ回路のスイッチング素子のスイッチングにより、対応する二つの星形結線コイルに同相の電流を印加して各々同一の動力を出力する際に、該動力の出力を確保しつつ前記二つのインバータ回路に対応する各々の変調波の振幅最大値を一律に減少させて該二つのインバータ回路のスイッチング素子をスイッチング制御する制御手段と

を備えることを要旨とする。

【0011】

この本発明の第1の動力出力装置では、搬送波と変調波とを用いて二つのインバータ回路のスイッチング素子のスイッチングにより対応する二つの星形結線コイルに同相の電流を印加して各々同一の動力を出力する際に、制御手段が、その動力の出力を確保した上で二つのインバータ回路に対応する各々の変調波の振幅最大値を一律に減少させてインバータ回路のスイッチング素子をスイッチング制御する。したがって、二つの星形結線コイルの中性点間の電位差に影響、即ち第1の電源の電圧に影響を与えることなく、変調波の振幅最大値の減少により第1の電源の電圧を効率よく利用して、装置から出力される動力の上限をより向上させることができる。

【0012】

こうした本発明の第1の動力出力装置において、前記第1の電源は、充放電可能な蓄電手段であるものとすることもできる。

【0013】

また、本発明の第1の動力出力装置において、前記制御手段は、前記各々の変調波に3次高調波を重畳させることにより前記振幅最大値を一律に減少させる手段であるものとする

10

20

30

40

50

こともできる。

【0014】

また、本発明の第1の動力出力装置において、前記制御手段は、前記第2の電源の正側が中性点に接続される星形結線コイルへの各相変調波における最大値から、前記第1の電源の電圧を減算して得た、前記第2の電源の正側電圧を中心とする補正波を前記各々の変調波に重畳し、変調波の最大電圧を前記第1電源の電圧に一致するようにして前記振幅最大値を一律の減少させる手段とすることもできる。

【0015】

これによって、変調波の最大電圧を前記第1電源の電圧に一致させることができ、第2の電源の電圧利用率を最大にすることができる。

10

【0016】

また、本発明の第1の動力出力装置において、前記制御手段は、前記第2の電源の負側が中性点に接続される星形結線コイルへの各相変調波における最小値から、前記第1の電源の電圧を減算して得た、前記第2の電源の負側電圧を中心とする補正波を前記各々の変調波に重畳し、変調波の最小電圧を前記第1電源の負側電圧に一致するようにして前記振幅最大値を一律の減少させる手段とすることもできる。

【0017】

これによって、変調波の最小電圧を前記第1電源の負側電圧に一致させることができ、第2の電源の電圧利用率を最大にすることができる。

【0018】

さらに、本発明の第1の動力出力装置において、前記二つの星形結線コイルは、一つのロータに対応して設けられ、1つの電動機を構成するものとすることもできる。

20

【0019】

本発明の第2の動力出力装置は、

互いに同一の位相をもつ二つの星形結線コイルと、正極母線と負極母線とを共用して前記二つの星形結線コイルの各々に多相交流電力を供給可能な二つのインバータ回路と、前記正極母線と前記負極母線とに接続された第1の電源と、前記二つの星形結線コイルの中性点間に接続された第2の電源と、対応する二つの星形結線コイルに同相の電流を印加して各々同一の動力が出力されるよう前記二つのインバータ回路のスイッチング素子をスイッチング制御する制御手段とを備える動力出力装置であって、一方の星形結線コイルの各相と他方の星形結線コイルの各相のうちの同相の二つのコイルに共用して取り付けられ、該二つのコイルを流れる各電流の加算電流を検出する加算電流検出手段と、

30

前記制御手段の制御に用いられ、前記加算電流検出手段により検出された加算電流から前記二つの星形結線コイルの各相を流れる相電流を算出する相電流算出手段とを備えることを要旨とする。

【0020】

この本発明の第2の動力出力装置では、同相の電流の供給を受けて各々同一の動力を出力可能な一方の星形結線コイルの各相と他方の星形結線コイルの各相のうちの同相の二つのコイルに共用して取り付けられた加算電流検出手段が、二つのコイルを流れる各電流の加算電流を検出し、相電流算出手段が、加算電流検出手段により検出された加算電流から二つの星形結線コイルの各相を流れる相電流を算出する。したがって、インバータ回路のスイッチング素子のスイッチング制御に用いられる相電流を検出するために、二つの星形結線コイルの各相毎に電流センサを設ける必要がないから、電流センサの数を削減することができる。この結果、装置の低コスト化を実現することができる。

40

【0021】

こうした本発明の第2の動力出力装置において、前記中性点間を流れる電流を検出する中性点間電流検出手段を備え、前記相電流算出手段は、前記加算電流検出手段により検出された加算電流と、前記中性点間電流検出手段により検出された中性点間電流とに基づいて前記各相電流を算出する手段であるものとすることもできる。この態様の本発明の第2の

50

動力出力装置において、前記相電流算出手段は、前記加算電流検出手段により検出された加算電流を1/2倍した値と、前記中性点間電流検出手段により検出された中性点間電流を前記星形結線コイルの相数で除した値とに基づいて前記各相電流を算出する手段であるものとする。こともできる。

【0022】

また、本発明の第2の動力出力装置において、前記二つの星形結線コイルは、一つのロータに対応して設けられ、1つの電動機を構成するものとする。こともできる。

【0023】

【発明の実施の形態】

次に、本発明の実施形態について説明する。図1は、本発明の一実施形態である動力出力装置20の構成の概略を示す構成図である。実施形態の動力出力装置20は、図示するように、Y結線された二つの三相コイル24, 26を有する二重巻線モータ（以下、2Yモータという）22と、二つの三相コイル24, 26に各々接続され正極母線34と負極母線36を共用する二つのインバータ回路30, 32と、正極母線34と負極母線36とに接続されたコンデンサ38と、2Yモータ22の二つの三相コイル24, 26の中性点間に設けられた直流電源40と、装置全体をコントロールする電子制御ユニット50とを備える。

【0024】

図2は、2Yモータ22の二つの三相コイル24, 26の関係を例示する説明図である。2Yモータ22は、例えば外表面に永久磁石が貼り付けられたロータと、図2に例示するように同じ巻線仕様の二つの三相コイル24, 26の巻線角度が0度となるように巻回されたステータとから構成されており、二つの三相コイル24, 26が巻回されている点を除いて通常の発電可能な同期発電電動機と同様の構成をしている。こうした2Yモータ22を駆動するには、インバータ回路30, 32により各々三相コイル24, 26に同相の三相交流が印加されるようインバータ回路30, 32を制御すればよい。なお、2Yモータ22の回転軸は実施形態の動力出力装置20の出力軸となっており、この回転軸から動力が出力される。実施形態の2Yモータ22は前述したように発電電動機として構成されているから、2Yモータ22の回転軸に動力を入力すれば、2Yモータ22により発電できるようになっている。

【0025】

インバータ回路30, 32は、共に6個のトランジスタT11~T16, T21~T26と6個のダイオードD11~D16, D21~D26とにより構成されている。6個のトランジスタT11~T16, T21~T26は、それぞれ正極母線34と負極母線36とに対してソース側とシンク側となるよう2個ずつペアで配置され、その接続点に2Yモータ22の三相コイル24, 26（U1V1W1）,（U2V2W2）の各々が接続されている。したがって、正極母線34と負極母線36とに電圧が作用している状態で対をなすトランジスタT11~T16, T21~T26のオン時間の割合を同相をもって制御すれば、2Yモータ22の三相コイル24, 26により回転磁界を形成し、2Yモータ22を回転駆動することができる。

【0026】

電子制御ユニット50は、CPU52を中心とするマイクロプロセッサとして構成されており、処理プログラムを記憶したROM54と、一時的にデータを記憶するRAM56と、入出力ポート（図示せず）とを備える。この電子制御ユニット50には、2Yモータ22の三相コイル24, 26のU1V1W1, U2V2W2の各相に取り付けられた電流センサ61~66からの各相電流Iu1, Iv1, Iw1, Iu2, Iv2, Iw2や2Yモータ22の中性点間に取り付けられた電流センサ67からの中性点間電流Io、2Yモータ22の回転軸に取り付けられた回転角センサ68からの2Yモータ22の回転子の回転角θ、コンデンサ38に取り付けられた電圧センサ70からのコンデンサ38の端子間電圧Vc、直流電源40に取り付けられた電圧センサ72からの直流電源40の端子間電圧Vb、2Yモータ22の駆動に関する指令値などが入力ポートを介して入力されている

ここで、電流センサ 61～63 および電流センサ 64～66 のうちの各々いずれか一つを省略してもよいし、いずれか一つを異常検出専用のセンサとして用いるものとしてもよい。電子制御ユニット 50 からは、インバータ回路 30、32 のトランジスタ T11～T16、T21～T26 のスイッチング制御を行なうための制御信号などが出力ポートを介して出力されている。

【0027】

次に、こうして構成された実施形態の動力出力装置 20 の動作原理について説明する。図 3 は、三相コイル 24 の中性点と三相コイル 26 の中性点と電位差 V_{012} が直流電源 40 の電圧 V_b より小さい状態における電流の流れを 2Y モータ 22 の三相コイル 24、26 の u 相の漏れインダクタンスに着目して説明する説明図である。いま、三相コイル 24 の中性点と三相コイル 26 の中性点との電位差 V_{012} が直流電源 40 の電圧 V_b より小さい状態でインバータ回路 30 のトランジスタ T12 がオンの状態かインバータ回路 32 のトランジスタ T21 がオンの状態を考える。この場合、図 3 (a) か図 3 (b) 中に実線矢印で示す短絡回路が形成され、2Y モータ 22 の三相コイル 24、26 の u 相はリアクトルとして機能する。この状態からインバータ回路 30 のトランジスタ T12 をオフすると共にインバータ回路 32 のトランジスタ T21 をオフすると、リアクトルとして機能している三相コイルの u 相に蓄えられたエネルギーは、図 3 (c) 中実線矢印で示す充電回路によりコンデンサ 38 に蓄えられる。したがって、この回路は、直流電源 40 のエネルギーをコンデンサ 38 に蓄えるコンデンサ充電回路とみなすことができる。このコンデンサ充電回路は、昇圧チョップアップ回路と同様の構成となっているから、コンデンサ 38 の端子間電圧 V_c を直流電源 40 の電圧 V_b より高く自由に操作することができる。2Y モータ 22 の三相コイル 24、26 の v w 相も、u 相と同様にコンデンサ充電回路とみなすことができるから、三相コイル 24 の中性点と三相コイル 26 の中性点との電位差 V_{012} が直流電源 40 の電圧 V_b より小さい状態とすると共にインバータ回路 30 のトランジスタ T12、T14、T16 やインバータ回路 32 のトランジスタ T21、T23、T25 をオンオフすることにより、直流電源 40 によりコンデンサ 38 を充電することができる。

【0028】

図 4 は、三相コイル 24 の中性点と三相コイル 26 の中性点との電位差 V_{012} が直流電源 40 の電圧 V_b より大きい状態における電流の流れを 2Y モータ 22 の三相コイル 24、26 の u 相の漏れインダクタンスに着目して説明する説明図である。今度は、三相コイル 24 の中性点と三相コイル 26 の中性点との電位差 V_{012} が直流電源 40 の電圧 V_b より大きい状態でインバータ回路 30 のトランジスタ T12 がオンでトランジスタ T12 がオフおよびインバータ回路 32 のトランジスタ T21 がオフでトランジスタ T22 がオンの状態を考える。この場合、図 4 (a) 中に実線矢印で示す充電回路が形成され、コンデンサ 38 の端子間電圧 V_c を用いて直流電源 40 を充電する。このとき、2Y モータ 22 の三相コイル 24、26 の u 相は前述と同様にリアクトルとして機能する。この状態からインバータ回路 30 のトランジスタ T11 をオフするかインバータ回路 32 のトランジスタ T22 をオフすると、リアクトルとして機能している三相コイルの u 相に蓄えられたエネルギーは、図 4 (b) または図 4 (c) 中実線矢印で示す充電回路により直流電源 40 を充電する。したがって、この回路はコンデンサ 38 のエネルギーを直流電源 40 に蓄える直流電源充電回路とみなすことができる。2Y モータ 22 の三相コイル 24、26 の v w 相も、u 相と同様に直流電源充電回路とみなすことができるから、三相コイル 24 の中性点と三相コイル 26 の中性点との電位差 V_{012} が直流電源 40 の電圧 V_b より大きい状態とすると共にインバータ回路 30 のトランジスタ T11～T16 やインバータ回路 32 のトランジスタ T21～T26 をオンオフすることにより、コンデンサ 38 により直流電源 40 を充電することができる。

【0029】

このように、実施形態の動力出力装置 20 では、直流電源 40 によりコンデンサ 38 を充電したり、逆にコンデンサ 38 により直流電源 40 を充電することができるから、コンデンサ 38 の端子間電圧 V_c を所望の値に制御することができる。コンデンサ 38 の端子間

に電位差を生じさせると、インバータ回路 30、32 の正極母線 34 と負極母線 36 にはコンデンサ 38 による直流電源が接続された状態となり、コンデンサ 38 の端子間電圧 V_c がインバータ入力電圧 V_i として作用するから、インバータ回路 30、32 のトランジスタ $T_{11} \sim T_{16}$ 、 $T_{21} \sim T_{26}$ をスイッチング制御することにより、2Yモータ 22 を駆動制御することができる。このとき、三相コイル 24 に印加する三相交流の各相の電位 V_{u1} 、 V_{v1} 、 V_{w1} はインバータ回路 30 のトランジスタ $T_{11} \sim T_{16}$ のスイッチング制御によりインバータ入力電圧 V_i の範囲内で自由に設定できると共に三相コイル 26 に印加する三相交流の各相の電位 V_{u2} 、 V_{v2} 、 V_{w2} もインバータ回路 32 のトランジスタ $T_{21} \sim T_{26}$ のスイッチング制御によりインバータ入力電圧 V_i の範囲内で自由に設定できるから、2Yモータ 22 の三相コイル 24 の中性点の電位 V_{01} や三相コイル 26 の中性点の電位 V_{02} を自由に操作することができる。図 5 に三相コイル 24 の中性点の電位 V_{01} と三相コイル 26 の中性点の電位 V_{02} との差が直流電源 40 の電圧 V_b となるよう操作したときの三相コイル 24 の各相の電位 V_{u1} 、 V_{v1} 、 V_{w1} の波形（図 5 (a)）と、三相コイル 26 の各相の電位 V_{u2} 、 V_{v2} 、 V_{w2} の波形（図 5 (b)）の一例を示す。図中 V_x はインバータ入力電圧 V_i の中央値 ($V_i / 2$) である。したがって、2Yモータ 22 の三相コイル 24、26 の中性点間の電位差 V_{012} が直流電源 40 の電圧 V_b より低くなるように操作してコンデンサ 38 を充電したり、逆に三相コイル 24、26 の中性点間の電位差 V_{012} が直流電源 40 の電圧 V_b より高くなるように操作して直流電源 40 を充電することができる。コンデンサ 38 の充電電流や直流電源 40 の充電電流は、三相コイル 24、26 の中性点間の電位差 V_{012} を昇降することにより制御することができる。

【0030】

次に、実施形態の動力出力装置 20 の駆動制御について説明する。図 6 は、実施形態の動力出力装置 20 の電子制御ユニット 50 で実行される駆動制御を制御ブロックとして示す制御ブロック図である。図示するように、電流センサ 61～63、64～66 により検出された各相電流 I_{u1} 、 I_{v1} 、 I_{w1} 、 I_{u2} 、 I_{v2} 、 I_{w2} （モータ電流）を回転角センサ 68 により検出された 2Yモータ 22 のロータの回転角 θ （回転位置）を用いて三相二相（dq 軸）変換する三相二相変換部 M1 と、2Yモータ 22 の駆動に関する指令値の一つとして入力される電流指令値 I_d^* 、 I_q^* （dq 軸電流指令）と三相二相変換部 M1 により三相二相変換された電流 I_d 、 I_q との偏差 ΔI_d 、 ΔI_q を演算する減算器 M2 と、偏差 ΔI_d 、 ΔI_q に対して PI ゲインを用いてモータ駆動電流調整用の電圧操作量 V_d 、 V_q を演算する PI 制御部 M3 と、電圧操作量 V_d 、 V_q を回転角センサ 68 により検出された 2Yモータ 22 のロータの回転角 θ を用いて二相（dq 軸）三相変換して各相電位 V_{u1} 、 V_{v1} 、 V_{w1} 、 V_{u2} 、 V_{v2} 、 V_{w2} を演算する二相三相変換部 M4 と、電圧センサ 70 により検出されたコンデンサ電圧 V_c と電圧センサ 72 により検出された電池電圧 V_b と 2Yモータ 22 の駆動に関する指令値の一つとして入力されるコンデンサ 38 の目標電圧 V_{c^*} とに基づいてコンデンサ電圧調整用の中性点間の電位差 V_{012} （三相コイル 24 の中性点の電位 V_{01} および三相コイル 26 の中性点の電位 V_{02} ）を演算するコンデンサ電圧制御部 M5 と、回転角センサ 68 により検出された回転角 θ を用いて二相三相変換部 M4 により得られる各相電位 V_{u1} 、 V_{v1} 、 V_{w1} 、 V_{u2} 、 V_{v2} 、 V_{w2} に同期する 3 次高調波（各相電位 V_{u1} 、 V_{v1} 、 V_{w1} 、 V_{u2} 、 V_{v2} 、 V_{w2} の周波数の 3 倍の周波数をもつ正弦波）を生成する 3 次高調波生成部 M6 と、この 3 次高調波と二相三相変換部 M4 により得られた各相電位 V_{u1} 、 V_{v1} 、 V_{w1} 、 V_{u2} 、 V_{v2} 、 V_{w2} とコンデンサ電圧制御部 M5 により得られた中性点間の電位差 V_{012} とを加算して変調信号を得る加算器 M7 と、加算器 M7 により得られた変調信号と搬送波としての三角波とを比較して PWM 信号を演算する PWM 信号演算部 M8 とを備える。なお、制御ブロックでは、三相コイル 24 に対するブロックと三相コイル 26 に対するブロックとを同一のブロックとして記載した。三相二相変換部 M1 から二相三相変換部 M4 および加算器 M7 並びに PWM 信号演算部 M8 は、二相三相変換部 M4 により得られた各相電位 V_{u1} 、 V_{v1} 、 V_{w1} 、 V_{u2} 、 V_{v2} 、 V_{w2} に中性点間の電位差

V012と3次高調波とを加算する点を除いて通常のモータ制御と同様である。コンデンサ電圧制御部M5で中性点間の電位差V012を演算する処理は、例えば、コンデンサ38の目標電圧Vc*とコンデンサ電圧Vcとの偏差ΔVcを演算し、この偏差ΔVcに対してPIゲインを用いてコンデンサ電圧調整用の電池電流指令（中性点間電流指令）Io*を演算し、この電池電流指令Io*と電池電圧Vbとに基づいて中性点間の電位差V012を演算することにより行なうことができる。

【0031】

図7は、3次高調波を重畳して2Yモータ22の三相コイル24、26に各々対応する変調信号を得る様子を説明する説明図である。なお、図7では、三相コイル24、26のu相に対応する変調信号Vu1*、Vu2*のみを示したが、v相、w相に対応する変調信号Vv1*、Vv2*、Vw1*、Vw2*についても位相が異なるだけでu相に対応する変調信号Vu1*、Vu2*と同様である。いま、三相コイル24、26に対応する変調波Vu1、Vu2（次式（1）、（2））（3次高調波を重畳する前の変調波）に変調波Vu1、Vu2の周波数の3倍の周波数をもつ3次高調波V3（次式（3））を重畳して変調信号Vu1*、Vu2*（次式（5）、（6））を生成する場合を考える。ここで、Vcは、コンデンサ28の電圧を示し、V0は、三相コイル24、26の中性点電位の指令値を示す。

$$Vu1 = (2/\sqrt{3}) Vc \cdot \sin \theta + V0 \quad (1)$$

$$Vu2 = (2/\sqrt{3}) Vc \cdot \sin \theta - V0 \quad (2)$$

$$V3 = (1/3\sqrt{3}) Vc \cdot \sin 3\theta \quad (3)$$

$$Vu1* = (2\sqrt{3}) Vc (\sin \theta + \sin 3\theta/6) + V0 \quad (5)$$

$$Vu2* = (2\sqrt{3}) Vc (\sin \theta + \sin 3\theta/6) - V0 \quad (6)$$

【0032】

この場合、3次高調波を重畳する前の変調信号Vu1、Vu2（図7（a）参照）と3次高調波を重畳した後の変調信号Vu1*、Vu2*（図7（b）の参照）とを比較すると、図示するように、同じトルクを出力する場合でも3次高調波を重畳した後の変調信号Vu1*、Vu2*の振幅を3次高調波を重畳する前の変調信号Vu1、Vu2の振幅に対して $3\sqrt{3}/2$ 倍の振幅とすることができるから、3次高調波を重畳した後の変調信号Vu1*、Vu2*はコンデンサ38の端子間電圧Vcを効率良く利用できることがわかる。なお、3次高調波の振幅は、変調信号Vu1*、Vu2*の振幅を小さくするのに適した値に設定されている。

【0033】

前述したように、コンデンサ38の電圧Vcは三相コイル24、26の中性点間の電位差V012によって制御できるから、この中性点間の電位差V012を保持できれば、変調波に3次高調波を重畳したとしても、コンデンサ38の電圧Vcは振動しない。即ち、三相コイル24に印加される電流により出力される動力と三相コイル26に印加される同相の電流により出力される動力とが同じ（三相コイル24の各相電位Vu1、Vv1、Vw1の振幅および周波数と三相コイル26の各相電位Vu2、Vv2、Vw2の振幅および周波数とが同じ）であれば、これに各々互いに同一の周波数と振幅を有する3次高調波を重畳したとしても、図7に示すように中性点間の電位差V012は一定の状態に保持されるから、コンデンサ38の電圧Vcは振動しない。そして、各相電位Vu1、Vv1、Vw1、Vu2、Vv2、Vw2に3次高調波が重畳されることで、同じトルクで加算器M7により得られる変調信号の振幅が減少（ $\sqrt{3}/2$ 倍）するから、その減少分だけ変調信号の振幅を大きく（最大（ $2/\sqrt{3}$ ）倍大きく）設定することができ、2Yモータ22からの出力を最大約15%向上させることができるのである。

【0034】

以上説明した実施形態の動力出力装置20によれば、三相コイル24、26の各々に対応した、二相三相変換部M4により得られた互いに同一の振幅および周波数を有する各相電位Vu1、Vv1、Vw1および各相電位Vu2、Vv2、Vw2（変調信号）に、各々互いに同一の振幅および周波数を有する3次高調波を重畳させてインバータ回路30、3

10

20

30

40

50

2のトランジスタ $T11 \sim T16$, $T21 \sim T26$ をスイッチング制御するから、三相コイル24, 26の中性点間の電位差 V_{012} を保持、即ちコンデンサ38の電圧 V_c を目標電圧 V_{c*} に保持しながら、変調信号の振幅最大値を減少させることができる。この結果、コンデンサ38の電圧 V_c を振動させることなく、2Yモータ22から出力されるトルクの上限をより向上させることができる。

【0035】

実施形態の動力出力装置20では、三相コイル24と三相コイル26とを有する2Yモータ22を駆動制御する場合における変調波への3次高調波の重畳を考えたが、二つの三相コイルのうち一方の第1三相コイルを有する第1モータと他方の第2三相コイルを有する第2モータとを駆動制御する場合に適用するものとしても良い。但し、3次高調波を重畳することにより実施形態の動力出力装置20と同様の効果を奏することができる場合としては、第1, 第2モータを同じ出力で制御する場合、即ち、第1三相コイルの各相電位 V_{u1} , V_{v1} , V_{w1} (3次高調波重畳前の変調波)の振幅および周波数と第2三相コイルの各相電位 V_{u2} , V_{v2} , V_{w2} (3次高調波重畳前の変調波)の振幅および周波数とが同一の場合に限られる。

【0036】

次に、本発明の第2実施形態の動力出力装置120について説明する。図8は、は、第2実施形態の動力出力装置120の構成の概略を示す構成図である。第2実施形態の動力出力装置120は、図示するように、Y結線された二つの三相コイル124, 126を有する二重巻線モータ (以下、2Yモータという) 122と、二つの三相コイル124, 126に各々接続され正極母線134と負極母線136を共用する二つのインバータ回路130, 132と、正極母線134と負極母線136とに接続されたコンデンサ138と、2Yモータ122の二つの三相コイル124, 126の中性点間に設けられた直流電源140と、三相コイル124のu相と三相コイル126のu相とを集合させた集合部に取り付けられた電流センサ161と、三相コイル124のv相と三相コイル126のv相とを集合させた集合部に取り付けられた電流センサ162と、三相コイル124, 126の中性点間に取り付けられた電流センサ167と、装置全体をコントロールする電子制御ユニット150とを備える。このように、第2実施形態の動力出力装置120は、実施形態の動力出力装置20の電流センサ61~66に換えて三相コイル124のu相と三相コイル126のu相とに共用の電流センサ161と、三相コイル124のv相と三相コイル126のv相とに共用の電流センサ162とを備える点を除いて実施形態の動力出力装置20と同様のハード構成をしている。したがって、第2実施形態の動力出力装置120の構成のうち実施形態の動力出力装置20に対応する構成については100を加えて符号を付し、その説明は省略する。

【0037】

電流センサ161, 162は、例えば、ホール電流センサやサーボ式磁気電流センサであり、対応する二つの三相コイル124, 126の同相を流れる二つの電流を加算した加算電流を電流信号として検出する。なお、実施形態では、対応する三相コイル124, 126の二つのu相の集合部と二つのv相の集合部とに各々共用の電流センサ161, 162を取り付けるものとしたが、二つのw相を集合させた集合部にも共用の電流センサを取り付けるものとしてもよい。

【0038】

こうして構成された第2実施形態の動力出力装置120の動作、特に、電流センサ161, 162と電流センサ167の検出結果を用いて三相コイル124, 126の各相を流れる各相電流 I_{u1} , I_{v1} , I_{w1} , I_{u2} , I_{v2} , I_{w2} を演算し、この演算結果を用いて2Yモータ122を駆動制御する際の動作について説明する。

【0039】

図9は、電流センサ161により検出されるu相加算電流 $I_u (= I_{u1} + I_{u2})$ の一例を示す図である。いま、2Yモータ122の三相コイル124に印加される電流により2Yモータ22から出力される動力と三相コイル126に印加される電流により2Yモータ

10

20

30

40

50

タ 2 2 から出力される動力とが同じ場合、即ち三相コイル 1 2 4 の各相と三相コイル 1 2 6 の各相とにそれぞれ同じ振幅および周波数を有し同相の相電流を印加する場合を考える。電流センサ 1 6 1 により検出される u 相加算電流 I_u は、図 9 に示すように、三相コイル 1 2 4 の u 相電流 I_{u1} と三相コイル 1 2 6 の u 相電流 I_{u2} とを加算したものとなる。電流センサ 1 6 2 により検出される v 相加算電流 I_v も電流センサ 1 6 1, 1 6 2 による検出結果に基づいて演算される w 相加算電流 I_w も位相が異なるだけで同様である。したがって、電流センサ 1 6 1 により検出される u 相加算電流 I_u , 電流センサ 1 6 2 により検出される v 相加算電流 I_v , 電流センサ 1 6 1, 1 6 2 の検出結果に基づいて演算される w 相加算電流 I_w は、次式で示すことができる。ここで、 I_o は、零相電流（中性点間電流）であり、 $I_o/3$ は、零相電流の一相分である。 I は、各相電流 I_{u1} , I_{v1} , I_{w1} , I_{u2} , I_{v2} , I_{w2} の振幅である。

【 0 0 4 0 】

$$\begin{aligned} I_u &= I_{u1} + I_{u2} = (I \cdot \sin \theta - I_o/3) + (I \cdot \sin \theta + I_o/3) \\ &= 2 \cdot I \cdot \sin \theta \end{aligned} \quad (7)$$

$$\begin{aligned} I_v &= I_{v1} + I_{v2} = (I \cdot \sin (\theta - 2/3\pi) - I_o/3) + (I \cdot \sin (\theta - 2/3\pi) + I_o/3) \\ &= 2 \cdot I \cdot \sin (\theta - 2/3\pi) \end{aligned} \quad (8)$$

$$\begin{aligned} I_w &= I_{w1} + I_{w2} = (I \cdot \sin (\theta + 2/3\pi) - I_o/3) + (I \cdot \sin (\theta + 2/3\pi) + I_o/3) \\ &= 2 \cdot I \cdot \sin (\theta + 2/3\pi) \end{aligned} \quad (9)$$

式 (7) ~ (9) から各相の加算電流 I_u , I_v , I_w は、零相電流 I_o がキャンセルされ、それぞれ各相電流 I_{u1} , I_{v1} , I_{w1} , I_{u2} , I_{v2} , I_{w2} の振幅の 2 倍の振幅を有する電流となることがわかる。したがって、三相コイル 1 2 4, 1 2 6 の各相電流 I_{u1} , I_{v1} , I_{w1} , I_{u2} , I_{v2} , I_{w2} は、電流センサ 1 6 1, 1 6 2 の検出結果と、中性点間に取り付けられた電流センサ 1 6 7 の検出結果とを用いて、次式により演算することができる。なお、実施形態では、u 相分のみについて示したが、v 相, w 相についても同様である。

$$I_{u1} = I_u/2 - I_o/3 \quad (10)$$

$$I_{u2} = I_u/2 + I_o/3 \quad (11)$$

【 0 0 4 1 】

こうした三相コイル 1 2 4, 1 2 6 の各相電流 I_{u1} , I_{u2} , I_{v1} , I_{v2} , I_{w1} , I_{w2} が演算されると、この演算結果を用いて通常のモータ制御により 2 Y モータ 2 2 を駆動することができる。

【 0 0 4 2 】

以上説明した第 2 実施形態の動力出力装置 1 2 0 によれば、対応する二つの三相コイル 1 2 4, 1 2 6 の u 相と w 相とにそれぞれ共用の電流センサ 1 6 1, 1 6 2 を取り付け、この電流センサ 1 6 1, 1 6 2 による検出結果と電流センサ 1 6 7 による中性点間電流の検出結果とに基づいて三相コイル 1 2 4, 1 2 6 の各相電流 I_{u1} , I_{v1} , I_{w1} , I_{u2} , I_{v2} , I_{w2} を演算し、この演算結果を用いて 2 Y モータ 1 2 2 を駆動するから、三相コイル 1 2 4 の各相と三相コイル 1 2 6 の各相のそれぞれに電流センサを取り付ける必要がない。この結果、動力出力装置 1 2 0 の低コスト化を実現することができる。

【 0 0 4 3 】

第 2 実施形態の動力出力装置 1 2 0 では、三相コイル 1 2 4 と三相コイル 1 2 6 とを有する 2 Y モータ 1 2 2 を駆動制御する場合における共用の電流センサ 1 6 1, 1 6 2 の設置を考えたが、二つの三相コイルのうち一方の第 1 三相コイルを有する第 1 モータと他方の第 2 三相コイルを有する第 2 モータとを駆動制御する場合における共用の電流センサの設置を考えるものとしても良い。但し、第 2 実施形態の動力出力装置 1 2 0 と同様の効果を奏することができる場合としては、第 1, 第 2 モータを同じ出力で制御する場合、即ち、第 1 三相コイルの各相電位 V_{u1} , V_{v1} , V_{w1} (変調波) の振幅および周波数と第 2

10

20

30

40

50

三相コイルの各相電位 V_{u2} , V_{v2} , V_{w2} (変調波) の振幅および周波数とが同一の場合に限られる。

【0044】

第1, 第2実施形態の動力出力装置20, 120では、正極母線34, 134と負極母線36, 136とにコンデンサ38, 138を接続するものとしたが、コンデンサ38, 138に代えて直流電源を接続するものとしてもよい。

【0045】

第1, 第2実施形態の動力出力装置20, 120では、二つの三相コイル24, 26, 124, 126の中性点間に直流電源40, 140を接続するものとしたが、三相に限られず多相交流コイルの中性点間に直流電源を接続するものとしても構わない。

10

【0046】

図10, 11に基づいてさらに他の実施形態について説明する。上述の図7の例では、3次の高調波を重畳した。図10の例では、これに代えて、直流電源40の正側に接続された三相コイル24の中性点の電位を、各相変調波の最大電圧(瞬時値の相電位の最大値)がコンデンサ38の電圧 V_c の正側に一致するように補正を加える。これによって、コンデンサ38の電圧 V_c 利用率を最大にすることができる。

【0047】

すなわち、

$$V_{u1} = (2/\sqrt{3}) V_c \cdot \sin \theta + V_0 \quad (1)$$

$$V_{u2} = (2/\sqrt{3}) V_c \cdot \sin \theta - V_0 \quad (2)$$

20

$$V_3 = 1 - \text{MAX}(V_{u1}, V_{v1}, V_{w1})$$

$$(\text{但し、三角波の頂点} = 1、\text{三角波の下点} = -1 \text{とする}) \quad (3)$$

$$V_{u1*} = (2\sqrt{3}) V_c \cdot \sin \theta + V_3 + V_0 \quad (5)$$

$$V_{u2*} = (2\sqrt{3}) V_c \cdot \sin \theta + V_3 - V_0 \quad (6)$$

とする。

【0048】

このように、3相の変調波の最大電圧値を三角波の頂点(コンデンサ38の正側電圧)から減算した電圧値を V_3 (補正波) として、これを各相変調波(各相電流)に重畳する。これによって、相電流がコンデンサ38の電位 V_c を超える部分について、超過分が減算されることになり、各相変調波(相電位)の最大値がコンデンサ38の電圧 V_c に一致する。従って、コンデンサ38の電圧 V_c の利用率を最大にして、変調信号 V_{u1*} , V_{u2*} の振幅を小さくして、最大出力トルクを向上させることができる。

30

【0049】

また、図11に示すように、直流電源40の負側に接続された三相コイル26の中性点電位を、各相変調波の最小電圧値(瞬時値の相電位の最小値)がコンデンサ38の電圧 V_c の負側に一致するように補正を加えることもできる。

【0050】

すなわち、

$$V_{u1} = (2/\sqrt{3}) V_c \cdot \sin \theta + V_0 \quad (1)$$

$$V_{u2} = (2/\sqrt{3}) V_c \cdot \sin \theta - V_0 \quad (2)$$

40

$$V_3 = -1 - \text{MIN}(V_{u1}, V_{v1}, V_{w1})$$

$$(\text{但し、三角波の頂点} = 1、\text{三角波の下点} = -1 \text{とする}) \quad (3)$$

$$V_{u1*} = (2\sqrt{3}) V_c \cdot \sin \theta + V_3 + V_0 \quad (5)$$

$$V_{u2*} = (2\sqrt{3}) V_c \cdot \sin \theta + V_3 - V_0 \quad (6)$$

とする。

【0051】

これによって、図10の場合と同様に、補正波 V_3 を重畳することによって、相電流がコンデンサ38の電位 V_c を負側で超える部分について、超過分が減算されることになり、相電位の最小値がコンデンサ38の電圧 V_c の負側に一致する。従って、コンデンサ38の電圧 V_c の利用率を最大にして、変調信号 V_{u1*} , V_{u2*} の振幅を小さくして、最

50

大出力トルクを向上させることができる。

【0052】

以上、本発明の実施の形態について実施形態を用いて説明したが、本発明のこうした実施形態に何ら限定されるものではなく、本発明の要旨を逸脱しない範囲内において、種々なる形態で実施し得ることは勿論である。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の一実施形態である動力出力装置20の構成の概略を示す構成図である。

【図2】2Yモータ22の三相コイル24と三相コイル26との関係を説明する説明図である。

【図3】三相コイル24の中性点と三相コイル26の中性点との電位差 V_{012} が直流電源40の電圧 V_b よりも小さい状態における電流の流れを2Yモータ22の三相コイル24, 26の漏れインダクタンスに着目して説明する説明図である。

【図4】三相コイル24の中性点と三相コイル26の中性点との電位差 V_{012} が直流電源40の電圧 V_b よりも大きい状態における電流の流れを2Yモータ22の三相コイル24, 26の漏れインダクタンスに着目して説明する説明図である。

【図5】三相コイル24の中性点の電位 V_{01} と三相コイル26の中性点の電位 V_{02} との差が直流電源40の電圧 V_b となるよう操作したときの三相コイル24, 26の各相電位 V_{u1} , V_{v1} , V_{w1} , V_{u2} , V_{v2} , V_{w2} の波形の一例を示す説明図である。

【図6】実施形態の動力出力装置20の電子制御ユニット50により実行される駆動制御を制御ブロックとして示すブロック図である。

【図7】3次高調波を重畳して2Yモータ22の三相コイル24, 26に各々対応する変調信号を得る様子を説明する説明図である。

【図8】第2実施形態の動力出力装置120の構成の概略を示す構成図である。

【図9】電流センサ161により検出されるu相加算電流 $I_u (= I_{u1} + I_{u2})$ の一例を示す図である。

【図10】各相の変調波の最大値とコンデンサ電圧の差についての補正波を重畳して2Yモータ22の三相コイル24, 26に各々対応する変調信号を得る様子を説明する説明図である。

【図11】各相の変調波の最大値とコンデンサ電圧の差についての補正波を重畳して2Yモータ22の三相コイル24, 26に各々対応する変調信号を得る様子を説明する説明図である。

【符号の説明】

20, 120 動力出力装置、22, 122 2Yモータ、24, 26 三相コイル、30, 32, 130, 132 インバータ回路、34, 134 正極母線、36, 136 負極母線、38, 138 コンデンサ、40, 140 直流電源、50, 150 電子制御ユニット、52, 152 CPU、54, 154 ROM、56, 156 RAM、61～67, 161, 162 電流センサ、68, 168 回転角センサ、70, 72, 170, 172 電圧センサ、T11～T16, T21～T26 トランジスタ、D11～D16, D21～D26 ダイオード。

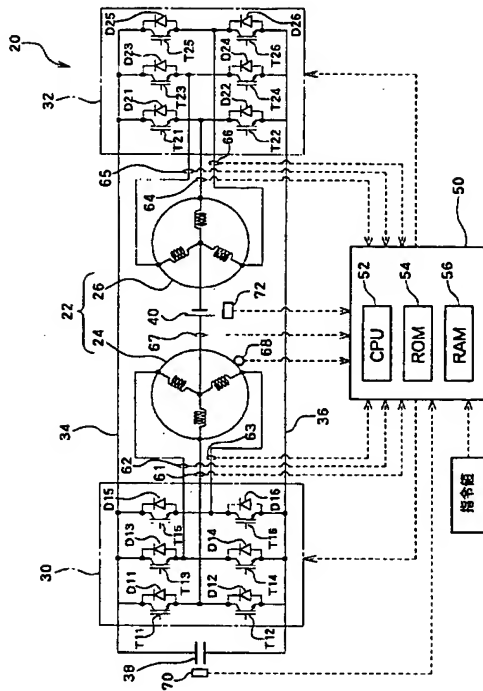
10

20

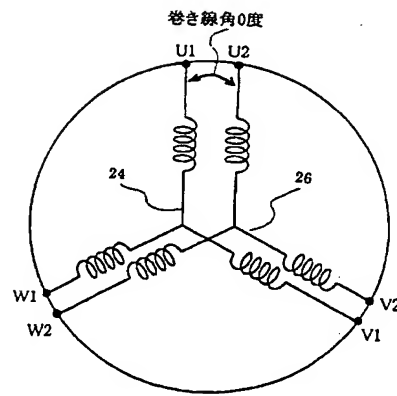
30

40

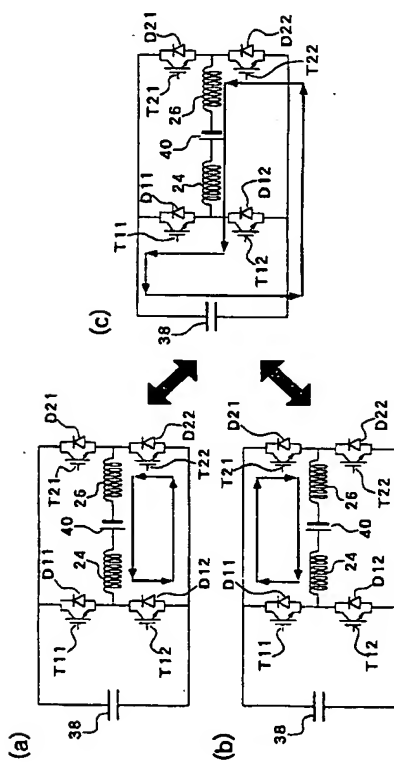
【図 1】



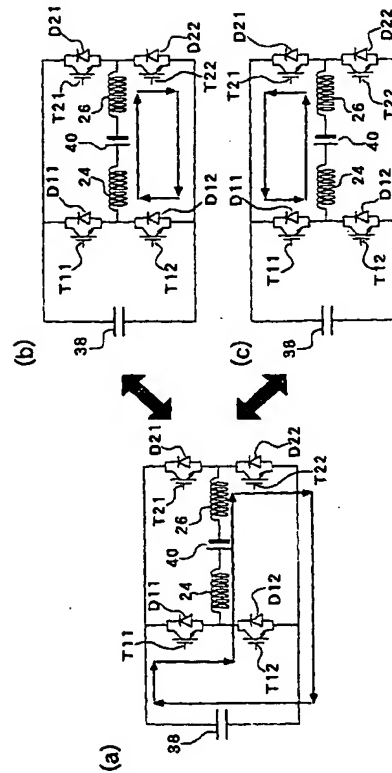
【図 2】



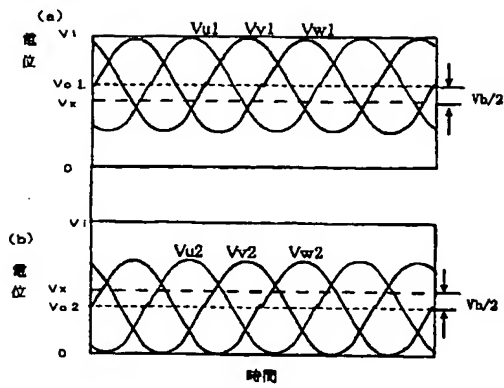
【図 3】



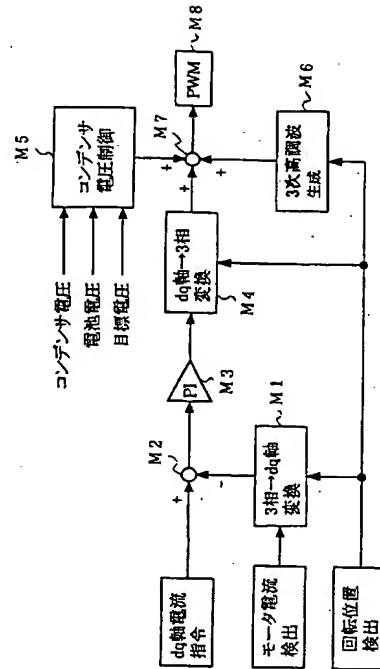
【図 4】



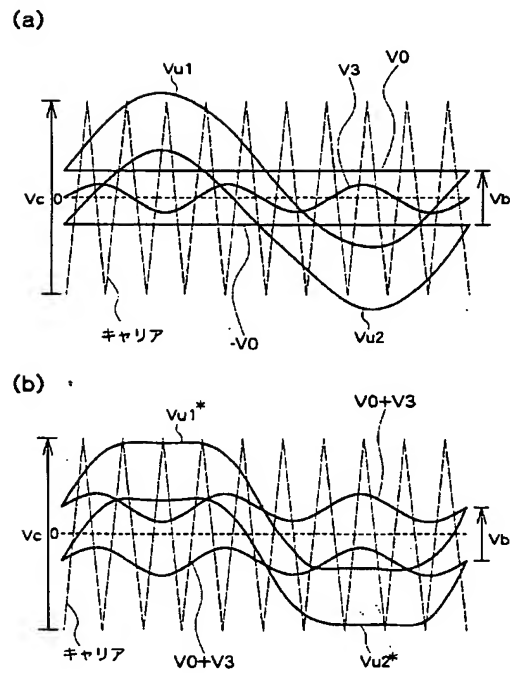
【図 5】



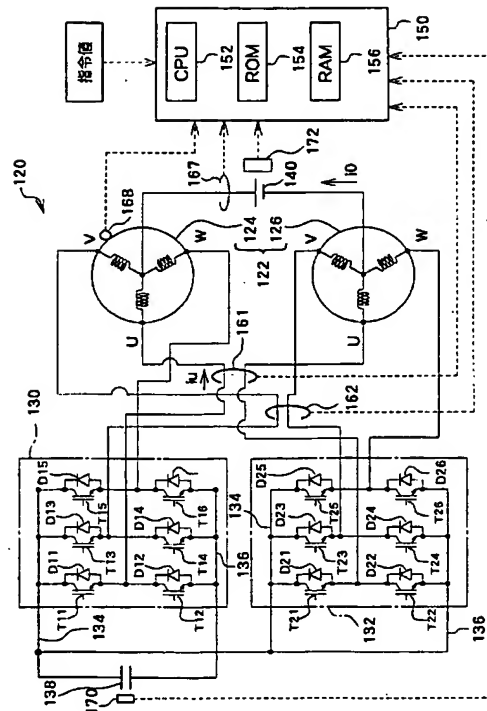
【図 6】



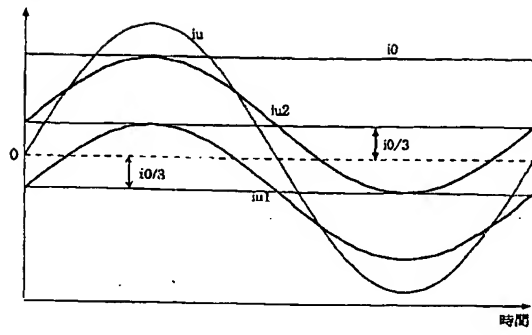
【図 7】



【図 8】

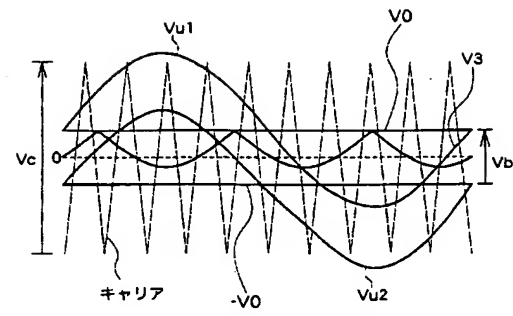


【図 9】

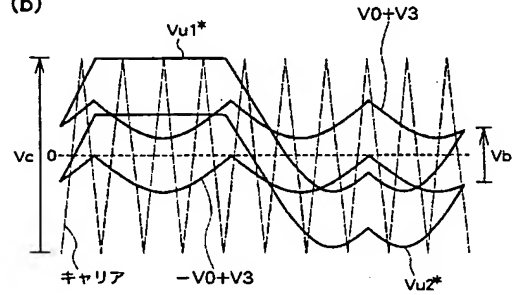


【図 10】

(a)

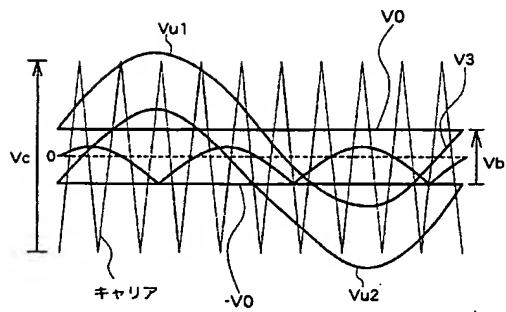


(b)

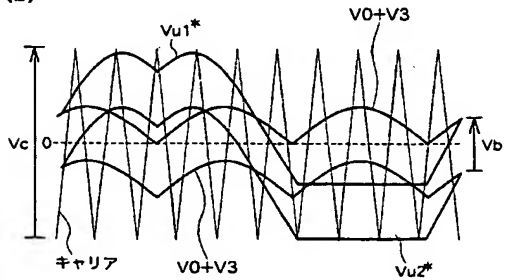


【図 11】

(a)



(b)



フロントページの続き

(51) Int. Cl.⁷

F I

テーマコード (参考)

H 0 2 P 6/02 3 7 1 J

(72) 発明者 中井 英雄

愛知県愛知郡長久手町大字長湫字横道 4 1 番地の 1 株式会社豊田中央研究所内

(72) 発明者 守屋 一成

愛知県愛知郡長久手町大字長湫字横道 4 1 番地の 1 株式会社豊田中央研究所内

(72) 発明者 大谷 裕子

愛知県愛知郡長久手町大字長湫字横道 4 1 番地の 1 株式会社豊田中央研究所内

(72) 発明者 稲熊 幸雄

愛知県愛知郡長久手町大字長湫字横道 4 1 番地の 1 株式会社豊田中央研究所内

(72) 発明者 社本 純和

愛知県豊田市トヨタ町 1 番地 トヨタ自動車株式会社内

(72) 発明者 佐藤 栄次

愛知県豊田市トヨタ町 1 番地 トヨタ自動車株式会社内

F ターム (参考) 5H007 BB06 CA01 CB05 CC01 CC05 CC09 DB02 DB12 DC02 DC05

EA14

5H560 BB00 BB04 BB07 BB12 DA07 DC12 DC13 EB01 EB07 EC01

RR01 SS01 TT12 TT15 UA02 XA02 XA12 XA13

5H576 BB03 BB04 CC01 DD02 DD05 EE01 EE11 GG04 HA02 HB02

HB05 JJ03 JJ17 LL22 LL24 LL41